

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平11-103216

(43) 公開日 平成11年(1999) 4月13日

(51) Int. Cl. ⁶

識別記号

F I

H03F 1/02

H03F 1/02

3/20

3/20

審査請求 未請求 請求項の数 5 O L (全 7 頁)

(21) 出願番号 特願平9-263610

(22) 出願日 平成 9 年(1997) 9 月29日

(71) 出願人 000005108

株式会社日立製作所

東京都千代田区神田駿河台四丁目 6 番地

(71) 出願人 000233527

日立東部セミコンダクタ株式会社

埼玉県入間郡毛呂山町大字旭台15番地

(72) 発明者 雪田 昌裕

埼玉県入間郡毛呂山町大字旭台15番地 日

立東部セミコンダクタ株式会社内

(72) 発明者 鮎川 一仁

埼玉県入間郡毛呂山町大字旭台15番地 日

立東部セミコンダクタ株式会社内

(74) 代理人 弁理士 大日方 富雄

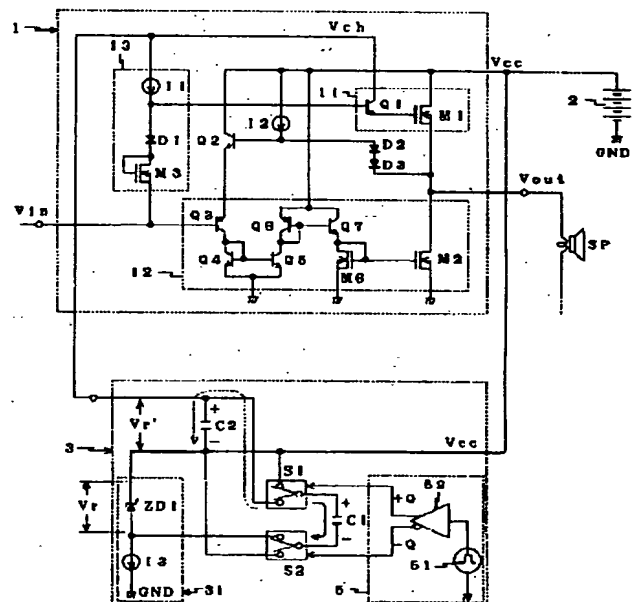
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 オーディオパワーアンプ

(57) 【要約】

【課題】 オーディオパワーアンプの出力電圧振幅を電源電圧いっぱい拡大させられるようにして、限られた電源電圧を最大限に活かした高出力を得ることができるとともに、共通基準電位上のグラウンドノイズ発生を効果的に抑えてビート音障害を確実に防止させる。

【解決手段】 外部から供給される電源電位により動作するプッシュプル出力段と、その電源電位を基準にして昇圧動作を行うチャージポンプ回路とを有し、このチャージポンプ回路にて生成される昇圧電圧を上記プッシュプル出力段のプッシュ側ドライバトランジスタに動作電圧として与える。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 外部から供給される電源電位により動作するプッシュプル出力段と、このプッシュプル出力段のプッシュ側出力素子をなすパワー MOS トランジスタと、このパワー MOS トランジスタのゲート駆動回路をなすプッシュ側ドライバトランジスタと、上記電源電位を基準にして昇圧動作を行うチャージポンプ回路とを有し、このチャージポンプ回路にて生成される昇圧電圧を上記プッシュ側ドライバトランジスタに動作電圧として与えるようにしたことを特徴とするオーディオパワーアンプ。

【請求項 2】 チャージポンプ回路として、電源電位を基準にして定電圧を生成する定電圧回路と、上記定電圧で第 1 の容量素子を充電させる第 1 のスイッチ回路と、一方の電極が上記電源電位に接続されている第 2 の容量素子に上記第 1 の容量素子の充電電荷を転送充電することにより、その第 2 の容量素子の他方の電極を上記電源電位よりも高電位に充電させる第 2 のスイッチ回路と、第 1 および第 2 のスイッチ回路を交互に切換動作させる制御回路とを備え、上記第 2 の容量素子の他方の電極から昇圧電圧を取り出すようにしたことを特徴とする請求項 1 に記載のオーディオパワーアンプ。

【請求項 3】 チャージポンプ回路として、電源電位から共通基準電位側へ一定電流を通電する定電流回路と、この定電流回路と上記電源電位間に直列に介在することにより、上記電源電位を基準にして定電圧を生成する定電圧素子と、第 1 の容量素子を上記定電圧で充電する第 1 のスイッチ回路と、一方の電極が上記電源電位に接続されている第 2 の容量素子に上記第 1 の容量素子の充電電荷を転送充電することにより、その第 2 の容量素子の他方の電極を上記電源電位よりも高電位に充電させる第 2 のスイッチ回路と、第 1 および第 2 のスイッチ回路を交互に切換動作させる制御回路とを備え、上記第 2 の容量素子の他方の電極から昇圧電圧を取り出すようにしたことを特徴とする請求項 1 または 2 に記載のオーディオパワーアンプ。

【請求項 4】 プッシュ側ドライバトランジスタとしてバイポーラトランジスタを用いるとともに、このバイポーラトランジスタでエミッタフォロウ回路を形成したことを特徴とする請求項 1 から 3 のいずれかに記載のオーディオパワーアンプ。

【請求項 5】 チャージポンプ回路をなすスイッチ回路を MOS トランジスタで構成したことを特徴とする請求項 1 から 4 のいずれかに記載のオーディオパワーアンプ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、オーディオパワーアンプ、さらには半導体集積回路化されたオーディオパワーアンプに適用して有効な技術に関するものであって、たとえば車載用音響再生システムいわゆるカーオー

ディオに利用して有効な技術に関するものである（たとえばラジオ技術社発行「基礎トランジスタアンプ設計法」24～255ページを参照）。

【0002】

【従来の技術】 オーディオパワーアンプ、とくにカーオーディオ用のパワーアンプでは、車載バッテリーから供給される比較的低い電源電圧（通常 1.2V 程度）でもって、できるだけ大きな出力を得ることが要求されている。このため、この種のアンプでは、通常、出力段をプッシュプル構成にするとともに、負荷であるスピーカを 2 つのパワーアンプで差動駆動する BTL 駆動方式が採用されている。しかし、これだけでは不十分であった。

【0003】 限られた電源電圧条件下にて出力を可及的に増大させるためには、出力電圧の振幅範囲いわゆるダイナミックレンジを電源電圧いっぱいまで拡大させる必要がある。そのためには、出力段とくにプッシュプル出力段のプッシュ側出力素子での電圧損失をできるだけ小さくしなければならない。

【0004】 上記出力素子としては、パワーバイポーラトランジスタが多く使用されているが、このバイポーラトランジスタでは、ベース・エミッタ間電圧による駆動電圧損失によって出力電圧振幅が制限されてしまうという問題がある。そこで、本発明者は、容量素子とスイッチ回路により構成されるチャージポンプ回路を用いて電源電圧を昇圧し、この昇圧電圧をプッシュ側パワートランジスタのベース駆動回路（ドライバ段）に動作電圧として与えることにより、上記駆動電圧損失を補わせることを検討した。

【0005】 図 4 は、本発明者が使用を検討したチャージポンプ回路の概略構成を示す。

【0006】 同図に示すチャージポンプ回路 3 は、共通基準電位（接地電位）GND に対して一定電圧 V_r を生成するツェナーダイオード ZD1、第 1 の容量素子 C1 を電源電圧（ V_{cc} ）で充電する第 1 のスイッチ回路 S1、上記定電圧 V_r の上に第 1 の容量素子 C1 の充電電圧（ V_{cc} ）を直列加算して第 2 の容量素子 C1 に充電する第 2 のスイッチ回路 S2 と、第 1 および第 2 のスイッチ回路 S1、S2 を互いに相補なクロックパルス信号 +Q、-Q で交互に切換動作させる制御回路 5 により構成され、上記第 2 の容量素子 C1 の充電電極から昇圧電位 V_{ch} （ $=V_{cc} + V_r$ ）を取り出すようにしたものである。

【0007】 制御回路 5 はクロックパルス発生器 51 と、このパルス発生器 51 の出力を正論理パルス信号 +Q と負論理パルス信号 -Q に振り分けて上記スイッチ回路 S1、S2 に制御信号として与える位相分割回路 52 とにより構成されている。

【0008】 なお、図 4 の回路は本発明者らが検討したものであって、公知ではない。

【0009】 上述したチャージポンプ回路 3 を用いるこ

とにより、プッシュ側パワーバイポーラトランジスタのベースを電源電位 V_{cc} よりも高い昇圧電位 V_r で駆動（ドライブ）することができ、これにより、そのパワーバイポーラトランジスタのベース・エミッタ間電圧降下を補償して、出力電圧を電源電圧（ $V_{cc}-GND$ ）いっばいに振幅させることができるようになる。

【 0 0 1 0 】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上述した技術には、次のような問題のあることが本発明者らによってあきらかとされた。

【 0 0 1 1 】すなわち、上述したオーディオパワーアンプの場合、出力電圧を電源電圧近くまで大きく振幅させたときに、プッシュ側パワーバイポーラトランジスタは飽和領域で動作させられることになる。バイポーラトランジスタを飽和領域で動作させると、電流増幅率（ H_{fe} ）が大きく低下してそのベース駆動電流が増加する。このため、出力電圧を電源電圧近くまで大きく振幅させるためには、電流増幅率の大幅な低下を予め見込んで、上記チャージポンプ回路 3 の電流供給能力を十分に大きくする必要がある。

【 0 0 1 2 】しかし、チャージポンプ回路 3 の電流供給能力を大きくすると、そのチャージポンプの動作に伴って、共通基準電位 GND 上に大きなグラウンドノイズが発生してチューナー部に漏れ込み、放送局の搬送波周波数と干渉してビート音障害を引き起こすようになる。これは、とくに弱電界領域で大きな問題となる。

【 0 0 1 3 】そこで、本発明者は、チャージポンプ回路の電流供給負担を軽減させるために、プッシュ側出力段の出力素子として、電圧制御素子であって比較的駆動電流が少なく済むパワー MOS トランジスタ（ $MOS-FET$ ）の使用を検討した。しかし、パワー MOS トランジスタの場合も、そのゲート容量を充放電駆動するためには、飽和動作するバイポーラトランジスタのベース電流ほどでないにしても、ある程度の電流供給能力は必要であり、共通基準電位 GND 上のグラウンドノイズは多少軽減されるものの、上記障害の防止には十分でないことが本発明者らによってあきらかとされた。

【 0 0 1 4 】本発明の目的は、オーディオパワーアンプの出力電圧振幅を電源電圧いっばいに拡大させられるようにして、限られた電源電圧を最大限に活かした高出力を得ることができるとともに、共通基準電位上のグラウンドノイズ発生を巧みに回避してビート音障害等を確実に防止できるようにする、という技術を提供することにある。

【 0 0 1 5 】本発明の前記ならびにそのほかの目的と特徴は、本明細書の記述および添付図面からあきらかになるであろう。

【 0 0 1 6 】

【課題を解決するための手段】本願において開示される発明のうち、代表的なものの概要を簡単に説明すれば、

下記のとおりである。

【 0 0 1 7 】すなわち、外部から供給される電源電位（ V_{cc} ）により動作するプッシュ側出力段と、このプッシュ側出力段のプッシュ側出力素子をなすパワー MOS トランジスタ（ $M1$ ）と、このパワー MOS トランジスタ（ $M1$ ）のゲート駆動回路をなすプッシュ側ドライバトランジスタ（ $Q1$ ）と、上記電源電位（ V_{cc} ）を基準にして昇圧動作を行うチャージポンプ回路（3）とを有し、このチャージポンプ回路（3）にて生成される昇圧電圧（ V_{ch} ）を上記プッシュ側ドライバトランジスタ（ $Q1$ ）に動作電圧として与えるようにしたものである。

【 0 0 1 8 】上述した手段によれば、プッシュ側出力素子が MOS トランジスタであることにより、その駆動に必要な電流供給能力を低減させることができるとともに、チャージポンプ回路が、共通基準電位ではなく電源電位を基準にして動作することにより、その動作に伴う共通基準電位上のグラウンドノイズ発生を大幅に少なくすることができる。これにより、オーディオパワーアンプの出力電圧振幅を電源電圧いっばいに拡大させられるようにして、限られた電源電圧を最大限に活かした高出力を得ることができるとともに、共通基準電位上のグラウンドノイズ発生を巧みに回避してビート音障害等を確実に防止できるようにする、という目的が達成される。

【 0 0 1 9 】また、上記チャージポンプ回路（3）として、電源電位（ V_{cc} ）を基準にして定電圧（ V_r ）を生成する定電圧回路（31）と、上記定電圧（ V_r ）で第1の容量素子（ $C1$ ）を充電させる第1のスイッチ回路（ $S1$ ）と、一方の電極が上記電源電位（ V_{cc} ）に接続されている第2の容量素子（ $C2$ ）に上記第1の容量素子（ $C1$ ）の充電電荷を転送充電することにより、その第2の容量素子（ $C2$ ）の他方の電極を上記電源電位（ V_{cc} ）よりも高電位に充電させる第2のスイッチ回路（ $S2$ ）と、第1および第2のスイッチ回路（ $S1$ 、 $S2$ ）を交互に切替動作させる制御回路（5）とを備え、上記第2の容量素子（ $C2$ ）の他方の電極から昇圧電圧（ V_{ch} ）を取り出すようにするとよい。これにより、共通基準電位（ GND ）上のグラウンドノイズ発生を回避しながら昇圧を行わせることができる。

【 0 0 2 0 】さらに、上記チャージポンプ回路（3）として、電源電位（ V_{cc} ）から共通基準電位（ GND ）側へ一定電流を通電する定電流回路（ $I3$ ）と、この定電流回路（ $I3$ ）と上記電源電位（ V_{cc} ）間に直列に介在することにより、上記電源電位（ V_{cc} ）を基準にして定電圧（ V_r ）を生成する定電圧素子（ $ZD1$ ）と、第1の容量素子（ $C1$ ）を上記定電圧（ V_r ）で充電する第1のスイッチ回路（ $S1$ ）と、一方の電極が上記電源電位（ V_{cc} ）に接続されている第2の容量素子（ $C2$ ）に上記第1の容量素子（ $C1$ ）の充電電荷を転送充電することにより、その第2の容量素子（ $C2$ ）の

他方の電極を上記電源電位 (V_{cc}) よりも高電位に充電させる第2のスイッチ回路 (S_2) と、第1および第2のスイッチ回路 (S_1 , S_2) を交互に切換動作させる制御回路 (5) とを備え、上記第2の容量素子 (C_2) の他方の電極から昇圧電圧 (V_{ch}) を取り出すようにする。これにより、スイッチ回路 S_1 のスイッチ動作に伴うスパイクノイズの発生を低減させることができる。

【0021】また、上記プッシュ側ドライバトランジスタとしてバイポーラトランジスタ (Q_1) を用いるとともに、このバイポーラトランジスタ (Q_1) でエミッタフォロウ回路を形成するとよい。

【0022】

【発明の実施の形態】以下、本発明の好適な実施態様を図面を参照しながら説明する。

【0023】なお、図において、同一符号は同一あるいは相当部分を示すものとする。

【0024】図1は本発明の技術が適用されたオーディオパワーアンプの一実施態様を示したものであって、1はパワーアンプ部、2は動作電源 (V_{cc}) の供給源である車載バッテリー、3は昇圧動作を行うチャージポンプ回路、 V_{cc} は電源電位、 GND は共通基準電位 (接地電位)、 SP は負荷をなすスピーカ、 V_{in} は入力電圧、 V_{out} は出力電圧である。

【0025】パワーアンプ部1は、プッシュ側出力部11、プル側出力部12、レベルシフト回路13、定電流回路11、12などにより構成されている。また、ダイオードD2、D3、定電流回路13、および $n-p-n$ バイポーラトランジスタ Q_2 などにによるバイアス帰還回路が形成されている。

【0026】プッシュ側出力部11は、プッシュ側出力段のプッシュ側出力素子をなす n チャネル型パワーMOSトランジスタ ($MOS-FET$) M_1 と、このパワーMOSトランジスタ M_1 のゲート駆動回路いわゆるドライバ段をなす $n-p-n$ バイポーラトランジスタ Q_1 とにより構成されている。ドライバ段のバイポーラトランジスタ Q_1 は、チャージポンプ回路3から供給される昇圧電圧 V_{ch} を動作電源とするエミッタフォロウ回路を形成し、その出力であるエミッタがパワーMOSトランジスタ M_1 のゲートに接続されている。

【0027】プル側出力部12は、上記プッシュ側出力段のプル側出力素子をなす n チャネル型パワーMOSトランジスタ M_2 とともに、このパワーMOSトランジスタ M_2 のゲート駆動回路として、 n チャネルMOSトランジスタ M_6 、 $p-n-p$ バイポーラトランジスタ Q_3 、 Q_6 、 Q_7 、 $n-p-n$ バイポーラトランジスタ Q_4 、 Q_5 が設けられている。

【0028】レベルシフト回路13は、定電流回路11、ダイオードD1、MOSトランジスタ M_3 により形成され、入力電圧 V_{in} を電源電位 V_{cc} 側へ所定量だ

けレベルシフトする。

【0029】チャージポンプ回路3は、電源電位 V_{cc} を基準にして定電圧 V_r を生成する定電圧回路31と、上記定電圧 V_r で第1の容量素子 C_1 を充電させる第1のスイッチ回路 S_1 と、一方の電極が上記電源電位 V_{cc} に接続されている第2の容量素子 C_2 に上記第1の容量素子 C_1 の充電電荷を転送充電することにより、その第2の容量素子 C_2 の他方の電極を上記電源電位 V_{cc} よりも高電位 ($V_{cc} + V_r'$) に充電させる第2のスイッチ回路 S_2 と、第1および第2のスイッチ回路 S_1 , S_2 を交互に切換動作させる制御回路5とを備え、上記第2の容量素子 C_2 の他方の電極から昇圧電圧 V_{ch} ($=V_{cc} + V_r'$) を取り出すように構成されている。

【0030】定電圧回路31は、電源電位 V_{cc} から共通基準電位 GND 側へ一定電流を通電する定電流回路13と、この定電流回路13と上記電源電位 V_{cc} 間に直列に介在することにより、上記電源電位 V_{cc} を基準とする定電圧 V_r を生成するツェナーダイオード (定電圧素子) とにより形成されている。

【0031】制御回路5は、クロックパルス発生器51と、このパルス発生器51の出力を正論理パルス信号+Qと負論理パルス信号-Qに分けて上記スイッチ回路 S_1 , S_2 に制御信号として与える位相分割回路52とにより構成されている。

【0032】次に、動作について説明する。

【0033】上述したオーディオパワーアンプでは、まず、プッシュプル出力段のプッシュ側出力素子がMOSトランジスタ M_1 であることにより、その駆動に必要な電流供給能力を低減させることができるとともに、チャージポンプ回路3が、共通基準電位 GND ではなく、電源電位 V_{cc} を基準にして動作することにより、その動作に伴う共通基準電位 GND 上のグラウンドノイズ発生を大幅に少なくすることができる。

【0034】これにより、オーディオパワーアンプの出力電圧 V_{out} 振幅を電源電圧 V_{cc} にほぼ等しく拡大させて、限られた電源電圧 ($V_{cc} - GND$) を最大限に活かした高出力を得ることができるとともに、共通基準電位 GND 上のグラウンドノイズ発生を巧みに回避して、チューナ部への漏れ込みによるビート音障害等を確実に防止させることができる。

【0035】さらに、図1に示した構成では、容量素子 C_1 への充電電流が定電流回路13により定電流制御されるようになっているが、これにより、スイッチ回路 S_1 のスイッチ動作に伴うスパイクノイズの発生を低減させることができるという効果を得ることができる。

【0036】図2は上記チャージポンプ回路3の詳細な回路例を示す。

【0037】同図において、第1のスイッチ回路 S_1 はダイオードD4と p チャネルMOSトランジスタ M_4 に

より形成され、クロックパルス信号-QがロウレベルのときにM4がオン状態になることにより、第1の容量素子C1に充電電流(実線で示す方向)を通電する。このとき、第1の容量素子C1は、電源電位Vccを基準にしてツェナーダイオードZD1の両端に生成する定電圧Vrにより充電される。

【0038】第2のスイッチ回路S2はダイオードD5とpチャネルMOSトランジスタM5により形成され、クロックパルス信号+QがロウレベルのときにM5がオン状態になることにより、第1の容量素子C1の充電電荷が第2の容量素子C2に転送される形で充電される。この場合、第2の容量素子C2の一方の電極は電源電位Vccに接続されていて、第1の容量素子C1からの充電は、第2の容量素子C2の他方の電極側がプラスとなる方向の通電により行われる(波線で示す方向)。

【0039】これにより、第2の容量素子C2の他方の電極に、電源電位Vccを基準にして、その電源電位Vccよりも高電位(Vcc+Vr')に昇圧(チャージアップ)された電圧Vchを得ることができる。

【0040】図3は本発明のオーディオパワーアンプが集積形成された半導体集積回路の全体ブロック図を示す。

【0041】同図に示すように、半導体集積回路(IC)100内には、それぞれBTL駆動回路を形成するパワーアンプ1、1の対が複数組(複数チャネル)設けられているとともに、各パワーアンプ対(1、1)をそれぞれに差動駆動させるための位相分割回路4が設けられている。各パワーアンプ部1、1、1、...のドライバ段には、共通のチャージポンプ回路3から昇圧電圧Vchが供給されるようになっている。

【0042】以上説明したように上記実施例は、外部から供給される電源電位(Vcc)により動作するブッシュ出力段と、このブッシュ出力段のブッシュ出力素子をなすパワーMOSトランジスタ(M1)と、このパワーMOSトランジスタ(M1)のゲート駆動回路をなすブッシュ側ドライバトランジスタ(Q1)と、上記電源電位(Vcc)を基準にして昇圧動作を行うチャージポンプ回路(3)とを有し、このチャージポンプ回路(3)にて生成される昇圧電圧(Vch)を上記ブッシュ側ドライバトランジスタ(Q1)に動作電圧として与えるようにしたので、ブッシュ側出力素子がMOSトランジスタであることにより、その駆動に必要な電流供給能力を低減させることができるとともに、チャージポンプ回路が、共通基準電位ではなく電源電位を基準にして動作することにより、その動作に伴う共通基準電位上のグラウンドノイズ発生を大幅に少なくすることができ、その結果、オーディオパワーアンプの出力電圧振幅を電源電圧いっばいに拡大させられるようにして、限られた電源電圧を最大限に活かした高出力を得ることができるとともに、共通基準電位上のグラウンドノイズ発生を

巧みに回避してビート音障害等を確実に防止できるようになるという効果がある。

【0043】また、上記チャージポンプ回路(3)として、電源電位(Vcc)を基準にして定電圧(Vr)を生成する定電圧回路(31)と、上記定電圧(Vr)で第1の容量素子(C1)を充電させる第1のスイッチ回路(S1)と、一方の電極が上記電源電位(Vcc)に接続されている第2の容量素子(C2)に上記第1の容量素子(C1)の充電電荷を転送充電することにより、その第2の容量素子(C2)の他方の電極を上記電源電位(Vcc)よりも高電位に充電させる第2のスイッチ回路(S2)と、第1および第2のスイッチ回路(S1、S2)を交互に切換動作させる制御回路(5)とを備え、上記第2の容量素子(C2)の他方の電極から昇圧電圧(Vch)を取り出すようにしたので、共通基準電位(GND)上のグラウンドノイズ発生を回避しながら昇圧を行わせることができるという効果がある。

【0044】さらに、上記チャージポンプ回路(3)として、電源電位(Vcc)から共通基準電位(GND)側へ一定電流を通電する定電流回路(I3)と、この定電流回路(I3)と上記電源電位(Vcc)間に直列に介在することにより、上記電源電位(Vcc)を基準にして定電圧(Vr)を生成する定電圧素子(ZD1)と、第1の容量素子(C1)を上記定電圧(Vr)で充電する第1のスイッチ回路(S1)と、一方の電極が上記電源電位(Vcc)に接続されている第2の容量素子(C2)に上記第1の容量素子(C1)の充電電荷を転送充電することにより、その第2の容量素子(C2)の他方の電極を上記電源電位(Vcc)よりも高電位に充電させる第2のスイッチ回路(S2)と、第1および第2のスイッチ回路(S1、S2)を交互に切換動作させる制御回路(5)とを備え、上記第2の容量素子(C2)の他方の電極から昇圧電圧(Vch)を取り出すようにしたので、スイッチ回路S1のスイッチ動作に伴うスパイクノイズの発生を低減させることができるという効果が得られる。

【0045】以上、本発明者によってなされた発明を実施態様にもとづき具体的に説明したが、本発明は上記実施態様に限定されるものではなく、その要旨を逸脱しない範囲で種々変更可能であることはいうまでもない。例えば、ブッシュ側ドライバ段にpnpバイポーラトランジスタを用いてインバーテッドダーリントン回路を形成するようにしてもよい。また、チャージポンプ回路3のスイッチ回路S1、S2はバイポーラトランジスタを用いて構成することもできる。

【0046】以上の説明では主として、本発明者によってなされた発明をその背景となった利用分野である車載用の音響再生システムに適用した場合について説明したが、それに限定されるものではなく、たとえば内蔵電池で動作する携帯型音響機器にも適用できる。

【 0 0 4 7 】

【発明の効果】本願において開示される発明のうち代表的なものによって得られる効果を簡単に説明すれば下記のとおりである。

【 0 0 4 8 】すなわち、オーディオパワーアンプの出力電圧振幅を電源電圧いっぱい拡大させられるようにして、限られた電源電圧を最大限に活かした高出力を得ることができるとともに、共通基準電位上のグラウンドノイズ発生を巧みに回避してビート音障害を確実に防止することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明の技術が適用されたオーディオパワーアンプの実施態様を示す回路図

【図 2】本発明にて使用されるチャージポンプ回路の詳細な構成例を示す回路図

【図 3】本発明のオーディオパワーアンプが形成された半導体集積回路の全体ブロック図

【図 4】本発明に先立って検討されたチャージポンプ回路の構成を示す回路図

【符号の説明】

- 1 パワーアンプ部
- 2 車載バッテリー
- SP 負荷をなすスピーカ
- 1 1 プッシュ側出力部

1 2 プル側出力部

1 3 レベルシフト回路

I 1, I 2, I 3 定電流回路

D 1, D 2, D 3 ダイオード

M 1, M 2 nチャネル型パワーMOSトランジスタ

Q 1 n p nバイポーラトランジスタ

3 チャージポンプ回路

3 1 定電圧回路

Z D 1 ツェナーダイオード (定電圧素子)

10 S 1 第 1 のスイッチ回路

C 1 第 1 の容量素子

S 2 第 2 のスイッチ回路

C 2 第 2 の容量素子

5 制御回路

5 1 クロックパルス発生器

5 2 位相分割回路

1 0 0 半導体集積回路 (I C)

4 位相分割回路 4

V c c 電源電位

20 G N D 共通基準電位 (接地電位)

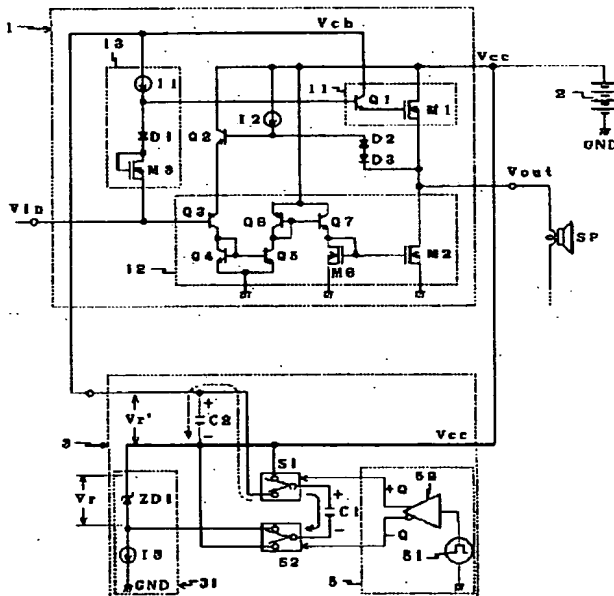
V c h 昇圧電圧

V r 定電圧

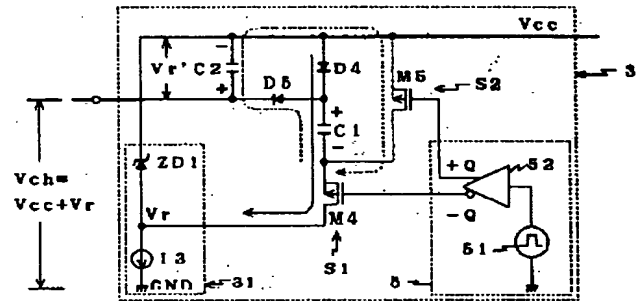
V i n 入力電圧

V o u t 出力電圧

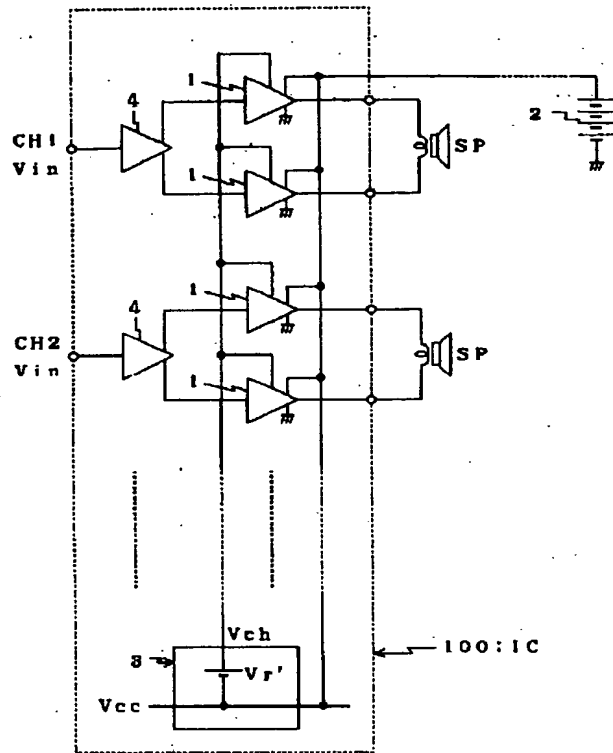
【図 1】



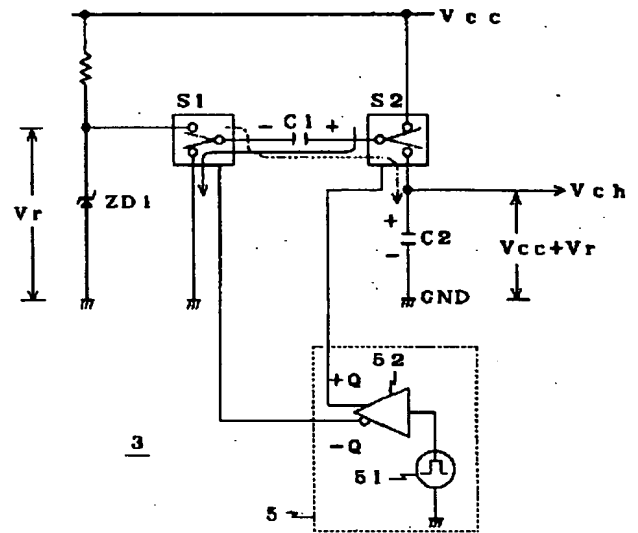
【図 2】



【図 3】



【図 4】



フロントページの続き

(72)発明者 竹下 律司
東京都小平市上水本町五丁目20番1号 株
式会社日立製作所半導体事業部内

(72)発明者 渡辺 一雄
東京都小平市上水本町五丁目20番1号 株
式会社日立製作所半導体事業部内